



OrderPatent

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 10248246 A

(43) Date of publication of application: 14.09.1998

(51) Int. Cl. H02M 3/155

H02J 9/06, H02M 7/217, H02M 7/5387

(21) Application number: 09062451

(22) Date of filing: 28.02.1997

(71) Applicant: SANKEN ELECTRIC CO LTD

(72) Inventor: SO KIKU

## (54) SWITCHING POWER-SUPPLY APPARATUS

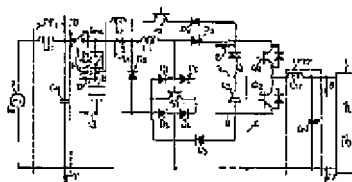
## (57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a switching power-supply apparatus which can prevent a short circuit from being formed by a switch.

**SOLUTION:** A switch  $S_1$  for boosting is connected in parallel with an AC power supply 2 via a reactor  $L_1$  for boosting and a bridge circuit of diodes  $D_1$  to  $D_4$ . A first capacitor  $C_1$  and a second capacitor  $C_2$  are connected to the output side of the switch  $S_1$  for boosting. A storage battery B for backup is connected to the input stage of the reactor  $L_1$  for boosting. The switch  $S_1$

for boosting is ON-OFF-controlled so as to step up a voltage, to regulate a voltage and to improve a power factor when the power supply is normal. In a power failure, the switch  $S_1$  for boosting is ON-OFF-controlled so as to step up a voltage and to regulate a voltage.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



OrderPatent

特開平10-248246

(43) 公開日 平成10年(1998) 9月14日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

識別記号

F I

H 0 2 M 3/155

H 0 2 M 3/155

H

H 0 2 J 9/06

5 0 4

H 0 2 J 9/06

5 0 4 A

H 0 2 M 7/217

H 0 2 M 7/217

7/5387

7/5387

A

審査請求 有 請求項の数 7 F D (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願平9-62451

(22) 出願日

平成9年(1997) 2月28日

(71) 出願人 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

(72) 発明者 蘇 貴家

埼玉県新座市北野三丁目6番3号 サンケ

ン電気株式会社内

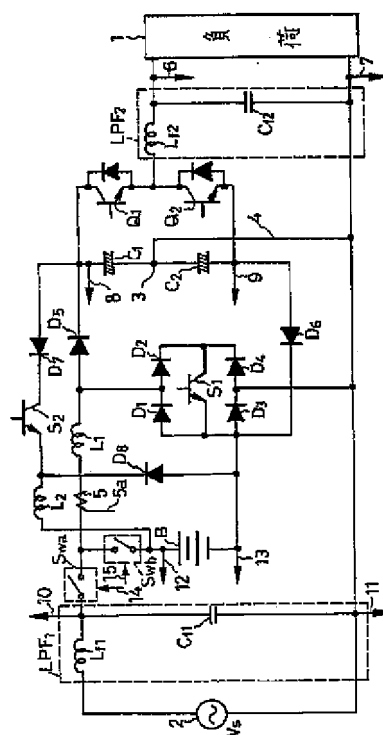
(74) 代理人 弁理士 高野 則次

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【課題】 ハーフブリッジ型インバータの電源として機能する第1及び第2のコンデンサに対して無停電で電力を供給する回路を簡単な構成にすることが困難であった。

【解決手段】 交流電源2に昇圧用リアクトルL1とダイオードD1～D4のブリッジ回路を介して昇圧用スイッチS1を並列接続する。昇圧用スイッチS1の出力側に第1及び第2のコンデンサC1、C2を接続する。昇圧用リアクトルL1の入力段にバックアップ用蓄電池Bを接続する。昇圧用スイッチS1を電源正常時には昇圧、電圧調整及び効率改善するようにオン・オフ制御する。停電時には昇圧用スイッチS1を昇圧、及び電圧調整するようにオン・オフする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源の一端に接続されたリアクトルと、  
第1、第2、第3及び第4のダイオードの全波整流型ブリッジ回路であって、前記第1及び第2のダイオードの相互接続点が前記リアクトルの出力側端子に接続され、前記第3及び第4のダイオードの相互接続点が前記交流電源の他端に接続されたダイオードブリッジ回路と、  
前記ダイオードブリッジ回路の前記第1及び第3のダイオードの相互接続点と前記第2及び第4のダイオードの相互接続点との間に接続された昇圧用スイッチと、  
第1及び第2のコンデンサの直列回路と、  
前記リアクトルの出力側端子と前記直列回路の一端との間に接続された第5のダイオードと、  
前記直列回路の他端と前記第1及び第3のダイオードの相互接続点との間に接続された第6のダイオードと、  
前記第1及び第2のコンデンサの相互接続点と前記交流電源の他端とを電気的に接続する手段と、  
前記交流電源の電圧の周期よりも十分に短い周期で前記昇圧用スイッチをオン・オフ制御するスイッチ制御回路とを備えたスイッチング電源装置。

【請求項2】 更に、前記交流電源の一端と前記リアクトルの入力側端子との間に接続された第1の電源切換用スイッチと、  
前記第1の電源切換用スイッチと前記リアクトルとの間にその一端が接続された第2電源切換用スイッチと、  
前記第2の電源切換用スイッチの他端と前記第1及び第3のダイオードの相互接続点との間に接続された蓄電池と、  
前記交流電源から正常に電圧が発生している時には前記第1の電源切換用スイッチをオンに制御すると共に前記第2の電源切換用スイッチをオフに制御し、前記交流電源の停電時には前記第1の電源切換用スイッチをオフに制御すると共に前記第2の電源切換用スイッチをオンに制御する電源切換制御回路とを備えていることを特徴とする請求項1記載のスイッチング電源装置。

【請求項3】 更に、前記第1及び第2のコンデンサのいずれか一方又は両方の電圧によって前記蓄電池を充電する充電回路を有していることを特徴とする請求項2記載のスイッチング電源装置。

【請求項4】 前記充電回路は、  
前記第1及び第2のコンデンサの直列回路の一端に接続されたチョップ用スイッチと、  
前記チョップ用スイッチと前記蓄電池の前記第2の電源切換用スイッチ側の端子との間に接続された平滑用リアクトルと、  
前記平滑用リアクトルと前記蓄電池の直列回路に対して並列に接続された平滑用ダイオードとから成る降圧充電回路であることを特徴とする請求項3記載のスイッチング電源装置。

【請求項5】 更に、前記第1及び第2のコンデンサの直列回路に対して並列に接続された第1及び第2のインバータ用スイッチの直列回路と、  
前記第1及び第2のコンデンサの相互接続点と前記第1及び第2のインバータ用スイッチの相互接続点との間に接続された交流出力回路とを備えていることを特徴とする請求項1又は2又は3又は4記載のスイッチング電源装置。

【請求項6】 前記スイッチ制御回路が、  
前記リアクトルを通して流れる電流を検出する電流検出手段と、  
前記交流電源の電圧を検出する電源電圧検出回路と、  
前記第1及び第2のコンデンサの直列回路の電圧又はこの電圧に対応した値を有する前記直列接続回路の出力側の電圧を検出する出力電圧検出手段と、  
前記電源電圧検出回路から得られた基準波形電圧と前記出力電圧検出手段から得られた電圧とを乗算する乗算手段と、  
前記電流検出手段から得られた電流検出信号と前記乗算手段から得られた信号との差に対応する出力を得るための誤差信号形成手段と、  
前記交流電源の電圧の周期よりも十分に短い周期で三角波電圧を発生する三角波発生手段と、  
前記誤差信号形成手段の出力と前記三角波電圧とを比較してPWMパルスを形成し、前記昇圧用スイッチに供給する比較手段とを備えていることを特徴とする請求項1又は2又は3又は4又は5記載のスイッチング電源装置。

【請求項7】 更に、前記交流電源に接続された入力フィルタを有することを特徴とする請求項1又は2又は3又は4又は5又は6記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、交流電源に基づいて互いに直列に接続された第1及び第2のコンデンサを充電することができるスイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術と発明が解決しようとする課題】 コンピュータ、医療機器、情報通信機器等のための無停電電源装置として図1及び図2に示す装置が知られている。図1に示す装置においては、第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路と第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2の直列回路とが並列に接続され、第1及び第2のコンデンサC1、C2の相互接続点と第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2の相互接続点との間にリアクトル（チョークコイル）Lf2とコンデンサCf2とから成るフィルタLPF2を介して交流負荷1が接続されている。商用交流電源に基づいて第1及び第2のコンデンサC1、C2及びこれに並列に接続された第1及び第2の蓄電池B1、B2を充電し且つ負荷1に電

力を供給するために、図1の回路では交流電源2とコンデンサC1、C2との間に入力フィルタLPF1とチョークコイルから成る昇圧用リアクトルL1と第1及び第2の昇圧用スイッチSa、Sbと第1及び第2のダイオードDa、Dbが設けられている。なお、入力フィルタLPF1は比較的小さいインダクタンス値のリアクトルLf1と小容量の高周波コンデンサCf1とから成る。

【0003】図1の装置で交流電源2の電圧Vsの正の半サイクルの期間には、第2の昇圧用スイッチSbがオン・オフ制御され、第1の昇圧用スイッチSaはオフに保たれる。この結果、第2の昇圧用スイッチSbのオン期間には $2-Lf1-L1-Sb-C2$ の閉回路に電流が流れ、昇圧用リアクトルL1にエネルギーが蓄積される。この後の第2の昇圧用スイッチSbのオフ期間には $2-Lf1-L1-Da-C1$ 及びB1の閉回路に電流が流れ、電源2の電圧と昇圧用リアクトルL1の電圧との和でコンデンサC1及び蓄電池B1が昇圧充電される。電源2の電圧Vsの負の半サイクルの期間には第1の昇圧用スイッチSaがオン・オフ制御され、第2の昇圧用スイッチSbはオフに保たれる。第1の昇圧用スイッチSaのオン期間には、 $2-C1-Sa-L1-Lf1$ の閉回路に電流が流れ、リアクトルL1にエネルギーが蓄積される。この後の第1の昇圧用スイッチSaのオフ期間には、 $L1-Lf1-2-C2$ 及びB2-Dbの閉回路に電流が流れ、電源2の電圧VsとリアクトルL1の電圧との和でコンデンサC2及び蓄電池B2が昇圧充電される。第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2は交互にオン・オフ制御され、 $C1-Q1-Lf2-1$ の閉回路と $C2-1-Lf2-Q2$ の閉回路とに交互に電流が流れる。

【0004】図1の装置においては、第1及び第2の昇圧用スイッチSa、Sbの直列回路が第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路及び第1及び第2の蓄電池B1、B2の直列回路に対して直接に並列接続されているので、第1及び第2の昇圧用スイッチSa、Sbとしての半導体スイッチ（トランジスタ）がストレージ作用等で同時にオンになると短絡回路が形成され、過大な電流が流れるおそれがある。また、蓄電池B1、B2はコンデンサC1、C2と同一の電圧に充電されるので、コンデンサC1、C2を比較的高い電圧に充電する場合には、蓄電池B1、B2を高耐圧しなければならず、コスト高になった。

【0005】図2の別の従来の装置は蓄電池Bを低耐圧化したものであり、蓄電池Bが第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路に対して双方向チョップ回路3を介して接続されている点を除いて図1と同一に構成されている。双方向チョップ回路3は、2つのスイッチSc、Sdと2つのダイオードDc、Ddと1つのリアクトルL2とから成る。スイッチScは交流電源2から電圧Vsが発生している期間にオン・オフ制御され、スイ

ッチSdは交流電源2が停電の期間にオン・オフ制御される。

【0006】交流電源電圧Vsが発生している期間においてスイッチScがオンになると、 $C2-C1-Sc-L2-B$ の閉回路又は $2-Lf1-L1-Da-Sc-L2-B-C2$ の閉回路で電流が流れ、蓄電池Bが降圧充電される。この後のスイッチScのオフ期間には $L2-B-Dd$ の閉回路でリアクトルL2のエネルギーの放出が行われる。交流電源2が停電した時にはスイッチSdがオン・オフ制御される。スイッチSdがオンの期間には $B-L2-Sb$ の閉回路に電流が流れ、リアクトルL2にエネルギーが蓄積される。この後のスイッチSdのオフ期間には $B-L2-Dc-C1-C2$ の閉回路に電流が流れ、蓄電池Bの電圧とリアクトルL2の電圧との和の電圧でコンデンサC1、C2が充電される。

【0007】図2の従来の装置は、蓄電池Bを降圧充電するので、蓄電池Bとして低耐圧のものを使用することができるといふ長所を有する反面、図1の装置に比べてスイッチの数が多くなるためにコスト高になるという欠点を有する。また、図2の装置においても図1と同様にスイッチSa、Sbが同時にオンになり、短絡電流が流れるおそれがある。

【0008】そこで、本願の第1の目的は、スイッチによる短絡回路の形成を防ぐことができるスイッチング電源装置を提供することにある。本願の第2の目的は、蓄電池を低耐圧化することができる回路を少ないスイッチで構成することにある。本願の第3の目的は、波形改善及び力率改善を容易且つ確実に達成することができるスイッチング電源装置を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成するための発明は、交流電源の一端に接続されたリアクトルと、第1、第2、第3及び第4のダイオードの全波整流型ブリッジ回路であって、前記第1及び第2のダイオードの相互接続点が前記リアクトルの出力側端子に接続され、前記第3及び第4のダイオードの相互接続点が前記交流電源の他端に接続されたダイオードブリッジ回路と、前記ダイオードブリッジ回路の前記第1及び第3のダイオードの相互接続点と前記第2及び第4のダイオードの相互接続点との間に接続された昇圧用スイッチと、第1及び第2のコンデンサの直列回路と、前記リアクトルの出力側端子と前記直列回路の一端との間に接続された第5のダイオードと、前記直列回路の他端と前記第1及び第3のダイオードの相互接続点との間に接続された第6のダイオードと、前記第1及び第2のコンデンサの相互接続点と前記交流電源の他端とを電気的に接続する手段と、前記交流電源の電圧の周期よりも十分に短い周期で前記昇圧用スイッチをオン・オフ制御するスイッチ制御回路とを備えたスイッチング電源装置に係るものである。また、上記第1及び第2の目的を達成するため

に、請求項2に示すように蓄電池を接続し、第1及び第2の電源切換用スイッチを設けることができる。また、請求項3及び4に示すように蓄電池の充電回路を設けることが望ましい。また、請求項5に示すように第1及び第2のコンデンサの出力側にインバータ用スイッチを接続することができる。また、上記第1、第2及び第3の目的を達成するために請求項6に示すようにスイッチ制御回路を形成すること及び請求項7に示すように入力フィルタを設けることが望ましい。

#### 【0010】

【発明の作用及び効果】請求項1の発明によれば昇圧用スイッチを1個設けるのみであるから従来装置のように2つのスイッチが同時にオン状態になって短絡回路が形成されるような問題が生じない。従って、昇圧用スイッチの過電流を防ぐことができる。請求項2の発明によれば蓄電池に伴なって無停電電源装置を提供することができる。請求項3の発明によれば蓄電池の電圧低下を補うことができる。請求項4の発明によれば、蓄電池の降圧充電を簡単な回路で達成することができる。請求項5の発明によれば交流出力電圧を容易に得ることができる。請求項6の発明によれば力率改善及び波形改善を良好に達成できる。請求項7の発明によれば、入力電流の波形の高周波成分を除去することができる。

#### 【0011】

【実施例】次に、図3～図15を参照して本発明の実施例に係わるスイッチング電源装置から成る無停電電源装置を説明する。但し、図3において図1及び図2と実質的に同一の部分には同一の符号を付してその説明を省略する。図3の装置においても図1と同様に、負荷1に交流電力を供給するために第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路と第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2の直列回路とが並列に接続され、第1及び第2のコンデンサC1、C2の相互接続点3と第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2の相互接続点との間に出力高周波フィルタLPF2を介して交流出力回路としての負荷1が接続されている。また、入力段には交流電源2と入力高周波フィルタLPF1とが設けられている。入力フィルタLPF1は電源電圧Vsの基本波(50Hz)を通過させることができるローパスフィルタであり、出力フィルタLPF2はインバータの出力電圧の基本波を通過させることができるローパスフィルタである。

【0012】昇圧回路を構成するために昇圧用リアクトルL1とトランジスタから成る昇圧用スイッチS1と第1～第6のダイオードD1～D6が設けられている。また、無停電電源回路を構成するために蓄電池Bと第1及び第2の電源切換用スイッチSwa、Swbが設けられている。また、蓄電池充電回路を形成するためのチョップ用スイッチS2、リアクトルL2、ダイオードD7、D8が設けられている。

【0013】第1の電源切換用スイッチSwaは入力フィルタLPF1の出力側ラインに直列に接続されている。第2の電源切換用スイッチSwbは第1の電源切換用スイッチSwaの出力側ラインから分岐されたラインに接続されている。第1及び第2の電源切換用スイッチSwa、Swbの相互接続点と第1のコンデンサC1の一端との間のラインに昇圧用リアクトルL1と第5のダイオードD5とが順次に直列接続されている。蓄電池Bの一端は第2の電源切換用スイッチSwbを介して昇圧用リアクトルL1の入力端に接続され、蓄電池Bの他端は第6のダイオードD6を介して第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路の他端に接続されている。第1、第2、第3及び第4のダイオードD1、D2、D3、D4は全波整流回路を形成するようにブリッジ接続され、第1及び第2のダイオードD1、D2の相互接続点がリアクトルL1の出力側端子に接続され、第3及び第4のダイオードD3、D4の相互接続点が交流電源2の他端(下端)に接続されている。昇圧用スイッチS1は第1及び第3のダイオードD1、D3の相互接続点と第2及び第4のダイオードD2、D4の相互接続点との間に接続されている。また、蓄電池Bの他端(下端)は第1及び第3のダイオードD1、D3の相互接続点に接続され、第6のダイオードD6は第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路の他端(下端)と第1及び第3のダイオードD1、D3の相互接続点との間に接続されている。

【0014】蓄電池Bの充電回路を形成するために、第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路の一端と蓄電池Bの一端との間に逆流阻止用の第7のダイオードD7とトランジスタから成るチョップ用スイッチS2と平滑用リアクトルL2とが順次に接続されている。また、平滑用リアクトルL2と蓄電池Bの直列回路に対して並列に転流用即ち平滑用の第8のダイオードD8が接続されている。

【0015】各種の制御を実行するために、昇圧用リアクトルL1を流れる電流を検出するための電流検出器5が昇圧用リアクトルL1の入力段に設けられている。また、出力電圧を検出するために出力フィルタLPF2の出力端子にライン6、7が接続されている。また、第1及び第2のコンデンサC1、C2の直列回路の電圧を検出するために第1のコンデンサC1の上端と第2のコンデンサC2の下端とにライン8、9が接続されている。また、交流入力電圧を検出するために入力フィルタLPF1の出力端子にライン10、11が接続されている。また、蓄電池Bの電圧を検出するために蓄電池Bの両端にライン12、13が接続されている。また、制御可能な電子スイッチ又は電磁スイッチ等から成る第1及び第2の電源切換用スイッチSwa、Swbの制御端子にライン14、15が接続されている。なお、第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2、昇圧用スイッチS1及びチョップ用スイッチS2の制御端子(ペー

ス) に対する接続の図示は省略されている。

【0016】図4は図3のスイッチQ1、Q2、S1、S2、Swa、Swbを制御するための制御回路を示す。出力電圧検出回路16はライン6、7によって出力フィルタLPF2の出力端子に接続され、出力電圧を検出する。電源電圧検出回路17はライン10、11によって入力フィルタLPF1の出力端子に接続されており、入力正弦波電圧を検出する。停電検出回路18は電源電圧検出回路17に接続されており、電源電圧の有無又は高低によって電源2の停電を検出し、正常時(非停電時)に低レベル(第1のレベル)の出力、停電時に高レベル(第2のレベル)の電圧出力を発生する。基準正弦波電圧発生器19は、電源電圧検出回路17と停電検出回路18とに接続され、正常時には電源電圧に同期して基準正弦波電圧を発生し、停電時には内蔵した正弦波発生手段によって基準正弦波電圧を発生する。インバータ制御回路20は、図1のインバータ用スイッチQ1、Q2を制御するための信号を形成する。このインバータ制御回路20は出力電圧検出回路16及び基準正弦波電圧発生器19に接続されており、周知の方法によってインバータ用スイッチQ1、Q2の制御信号を形成する。インバータ制御回路20の出力端子は第1のインバータ用スイッチQ1の制御端子に接続されると共にNOT回路21を介して第2のインバータ用スイッチQ2の制御端子に接続される。第1及び第2のインバータ用スイッチQ1の制御信号は図6(F)及び(G)に示されている。

【0017】図4においてDC電圧検出回路22は、コンデンサC1、C2の電圧検出ライン8、9に接続され、第1及び第2のコンデンサC1、C2の電圧の合計値を示す信号をDC電圧制御器23に送る。DC電圧制御器23はDC電圧検出値と基準値との誤差信号を形成して電流制御器25に送る。電流制御器25は、正常時に電流検出ライン5aから得られた電流検出波形をライン26から供給された基準正弦波に追従させるようなスイッチ制御パルス(PWMパルス)を形成して昇圧用スイッチS1に送る。また、停電時にはゲインK即ち係数発生回路27から与えられた直流電圧と電流検出信号とに基づいてスイッチ制御パルス(PWMパルス)を形成して昇圧用スイッチS1に送る。

【0018】制御切替用制御スイッチCSの接点aは電源電圧検出回路17に接続され、接点bは係数回路27に接続され、共通出力端子は電流制御器25に接続されている。制御切替用制御スイッチCSの制御端子は停電検出回路18に接続されている。従って、正常時にスイッチCSの接点aがオンになり、停電時に接点bがオンになる。

【0019】停電検出回路18の出力端子はNOT回路28及びライン14を介して第1の電源切替スイッチSwaの制御端子に接続され、またNOT回路28を介さないでライン15によって第2の電源切替スイッチSwbの

制御端子に接続されている。

【0020】充電制御器29は、停電検出回路18に接続され、またライン12、13によって図1の蓄電池Bの両端に接続され、また図1のチョップ用スイッチS2のベースに接続されている。この充電制御器29は電源正常時に蓄電池Bを一定電圧に充電するように降圧チョップ用スイッチS2をオン・オフ制御し、停電時にチョップ用スイッチS2をオフにするように構成されている。蓄電池Bは電源正常時にDCリンクコンデンサC1、C2の電圧で充電される。

【0021】図5は図4のDC電圧制御器23、及び電流制御器25を詳しく示すものである。DC電圧制御器23は、基準電圧源30と誤差増幅器31とから成る。誤差増幅器31の一方の入力端子はDC電圧検出回路22に接続され、他方の入力端子は基準電圧源30に接続されているので、誤差増幅器31からDC電圧Vdcと基準電圧との差に対応する誤差信号が得られる。

【0022】電流制御器25は乗算器32と電流絶対値検出回路33と誤差増幅器34と三角波発生器35と電圧比較器36とから成り、交流電源2を流れる電流を正弦波に近似させ且つ力率を改善すると共にコンデンサC1、C2の電圧Vdcを一定にするための制御パルスを形成する回路である。従って、電流制御器25をPWMパルス形成回路と呼ぶこともできる。電源正常時には、乗算器32の一方の入力端子は正常時にライン26とスイッチCSの接点aを介して図4の電源電圧検出回路17に接続され、他方の入力端子は電圧制御器23に接続されている。ライン26には電源電圧に同期した基準正弦波の絶対値が得られ、電圧制御器23からは直流電圧が発生するので、乗算器32はコンデンサC1、C2の電圧Vdcを定電圧制御するように補正された正弦波の絶対値を出力する。この乗算器32の出力は電流を制御するための電流指令値として使用される。電流絶対値検出回路33はライン5aを介して図3の電流検出器5に接続されており、交流入力電流の絶対値を出力する。誤差増幅器34の一方の入力端子は電流絶対値検出回路33に接続され、他方の入力端子は電流指令値を与える乗算器32に接続されているので、誤差増幅器34からは電流の絶対値と補正された基準正弦波の絶対値(電流指令値)との差に対応した出力が得られる。即ち、誤差増幅器34からは入力電流を正弦波に追従させると共に直流電圧Vdcを一定にするための誤差信号が得られる。三角波発生回路35は電源2の電圧の周波数(例えば50Hz)よりも十分に高い周波数(例えば20kHz)で三角波電圧を発生するものである。電圧比較器36の一方の入力端子は誤差増幅器34に接続され、他方の入力端子は三角波発生回路35に接続されているので、比較器36は三角波と誤差信号との比較出力を発生する。この比較出力はPWM(パルス幅変調)パルスであって、図3のスイッチS1のオン・オフに使用される。なお、停電

時にはライン5a、26に直流の検出信号が入力し、これに基づいてPWMパルスが形成される。

【0023】次に、図6～図15を参照して図3～図5に示した無停電電源装置の動作を説明する。図6は電源正常時と停電時の各部の動作を示す波形図である。図7～図15は図3の回路における各モードの電流経路を示す。図7～図15において実質的に動作している回路は実線で示され、実質的に非動作の回路は破線で示されている。なお、以下の説明において電流経路は参照符号のみで示す。

【0024】図6の $t_0 \sim t_2$ 区間は電源2の正常時を示し、 $t_2 \sim t_3$ 区間は停電時を示す。正常時には停電検出回路18の出力が低レベルであり、スイッチCSの接点aがオンになり、また第1の電源切換スイッチSwaがオンになる。また、停電時には停電検出回路18の出力が高レベルになり、スイッチCSの接点bがオンになり、また第2の電源切換スイッチSwbがオンになる。

#### 【0025】

【正常時動作モード】正常時動作モードは、図7に示す第1モードと、図8に示す第2モードと、図9に示す第3モードと、図10に示す第4モードとを有する。正常時第1モードにおいては、図7に示すようにスイッチS1がオンになり、 $2-Lf1-Swa-L1-D2-S1-D3$ の閉回路に電流が流れ、昇圧用リアクトルL1にエネルギーが蓄積される。正常時第2モードにおいては、スイッチS1がオフになるので、図8に示す $2-Lf1-Swa-L1-D5-C1$ の閉回路が形成され、電源2とリアクトルL1の蓄積エネルギーの放出とによって第1のコンデンサC1が昇圧充電される。正常時第3及び第4モードは、図6の $t_1 \sim t_2$ に示す電源電圧Vsの負の半サイクルの期間に生じる。正常時第3モードにおいてスイッチS1がオンになると図9に示すように $2-D4-S1-D1-L1-Swa-Lf1$ の閉回路が形成され、昇圧用リアクトルL1に第1モードと逆向きにエネルギーが蓄積される。正常時第4モードにおいてはスイッチS1がオフになり、図10に示すように $2-C2-D6-D1-L1-Swa-Lf1$ の閉回路が形成され、電源2と昇圧用リアクトルL1のエネルギーの放出とによって第2のコンデンサC2の充電電流が流れ、第2のコンデンサC2が昇圧充電される。昇圧用スイッチS1は電流制御器25で作成されたPWMパルスで制御されるので、電源2の電流は電源電圧Vsと実質的に同相の正弦波となり、力率がほぼ1になる。また、第1及び第2のコンデンサC1、C2の電圧Vdcがほぼ一定に制御される。

#### 【0026】

【停電時モード】停電検出回路18で停電が検出されると、図6(B)(C)に示すように第1の電源切換スイッチSwaはオフ、第2の電源切換スイッチSwbはオンになる。また、図4のスイッチCSの接点bがオンにな

る。従って、蓄電池Bが昇圧回路を介して第1及び第2のコンデンサC1、C2に接続され、また電流制御器25にはスイッチCSの接点bを介して係数回路27の一定係数(一定電圧値)Kが入力する。このため図5の乗算器32の出力及び電流絶対値検出回路33の出力は平坦な電圧信号となる。

【0027】停電時には、図6(D)の $t_2 \sim t_3$ 区間から明らかなようにスイッチS1がオンになる第1モードと、スイッチS1がオフになる第2モードとがある。停電時第1モードにおいてはスイッチS1オンになるので、図11に示すように $B-Swb-L1-D2-S1$ の閉回路が形成され、昇圧用リアクトルL1にエネルギーが蓄積される。停電時第1モードに続いて停電時第2モードとなると、スイッチS1がオフになるため図12に示すように $B-Swb-L1-D5-C1-C2-D6$ の閉回路が形成され、蓄電池Bと昇圧用リアクトルL1のエネルギーの放出に基づいて第1及び第2のコンデンサC1、C2が充電され、この電圧が上昇する。停電時における昇圧用スイッチS1オン・オフは力率改善に関係ないので、図6(D)の $t_2 \sim t_3$ 区間に示すようにほぼ等しい幅のパルスが配列されたPWMパルスが得られる。

【0028】上述のように停電時においても、蓄電池Bの電圧をリアクトルL1を使用して昇圧し且つ一定直流電圧Vdcを得るので、正常時と同様に第1及び第2のコンデンサC1、C2に基づいて第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2を含むインバータ回路を駆動し、負荷1に対する電力供給を継続することができる。バックアップ用蓄電池Bの電圧は正常時の昇圧回路を兼用して昇圧され、第1及び第2のコンデンサC1、C2に供給される。従って、比較的低コストの耐圧の低い蓄電池Bを使用して比較的高い直流電圧Vdcを容易に得ることができる。ハーフブリッジインバータ回路を構成する第1及び第2のインバータ用スイッチQ1、Q2のオン・オフは図6(F)(G)に示すような周知のPWMパルスによって行う。

#### 【0029】

【充電モード】電源正常時にバックアップ用蓄電池Bの電圧を一定に保つための充電回路は、降圧チョップ用スイッチS2のオン・オフによって行う。図4の充電制御器29は、停電検出回路18が停電を検出していないことに応答して、ライン12、13で検出した蓄電池電圧Vbを一定値に制御するための制御信号を作り、これによってチョップ用スイッチS2を図6(E)に示すようにオン・オフ制御する。なお、充電制御器29は、周知の技術によって構成することが可能であり、例えば、蓄電池電圧と基準電圧とが入力する誤差増幅器と、三角波発生回路と、三角波発生回路の三角波と誤差増幅器の出力とを比較するコンパレータとで形成し、コンパレータから得られたPWMパルスをチョップ用スイッチS2の

制御端子に送る。

【0030】蓄電池Bは第1、第2及び第3モードによって充電される。充電時第1モード時には図13に示すようにチョップ用スイッチS2がオンになり、C1-D7-L2-B-D3の閉回路が形成され、リアクトルL2を介して蓄電池Bが降圧充電される。充電時第2モードは図14に示すように交流電圧Vsの負の半波の期間に生じる。この第2のモード時には、C1-D7-S2-L2-B-D1-L1-Swa-Lf1-2の閉回路が形成され、蓄電池Bは降圧充電される。充電時第3モードは、図15に示すようにチョップ用スイッチS2のオフ期間に生じる。この時には、充電時第1又は第2モードでリアクトルL2に蓄積されたエネルギーがL2-B-D8の閉回路で放出され、これによる蓄電池Bの充電電流が流れる。

【0031】以上説明したように本実施例は次の効果を有する。

(イ) 昇圧用スイッチS1を電源正常時における第1及び第2のコンデンサC1、C2の昇圧充電に使用すると共に停電時における蓄電池Bによる第1及び第2のコンデンサC1、C2の昇圧充電にも使用し、更に力率改善に使用するので、少ないスイッチによって正常時動作、停電時動作、及び力率改善が可能になる。

(ロ) 蓄電池Bは降圧充電されるので、蓄電池Bを低コストの低耐圧蓄電池とすることができる。

(ハ) 図1及び図2に示す従来回路の直列接続された第1、及び第2のスイッチSa、Sbに相当するものが無いので、両方が同時にオン状態になって短絡回路を形成するような問題が生じない。従って信頼性が向上する。

【0032】

【変形例】本発明は上述の実施例に限定されるものでなく、例えば次の変形が可能なるものである。

(1) スwitch S1、S2、Q1、Q2を電界効果トランジスタ(FET)等の半導体スイッチとすることができる。

(2) スwitch Swa、Swb、CSを半導体スイッチ等の電子スイッチに置き換えることができる。

(3) 図4及び図5に示す回路の一部又は全部をディ

ジタル回路に置き換えることができる。ディジタル回路で図4及び図5に示す回路を構成する時にはDSP(ディジタル信号プロセッサ)又はマイコン又はマイクロプロセッサ等を使用する。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の無停電電源装置を示す回路図である。

【図2】別の従来の無停電電源装置を示す回路図である。

【図3】本発明の実施例の無停電電源装置を制御回路部を省いて示す回路図である。

【図4】図3の無停電電源装置の制御回路部を示すブロック図である。

【図5】図4の一部を詳しく示す回路図である。

【図6】図3の電源電圧と各スイッチの状態を示す波形図である。

【図7】図3の回路の正常時第1モードを示す回路図である。

【図8】図3の回路の正常時第2モードを示す回路図である。

【図9】図3の回路の正常時第3モードを示す回路図である。

【図10】図3の回路の正常時第4モードを示す回路図である。

【図11】図3の回路の停電時第1モードを示す回路図である。

【図12】図3の回路の停電時第2モードを示す回路図である。

【図13】図3の回路の充電時第1モードを示す回路図である。

【図14】図3の回路の充電時第2モードを示す回路図である。

【図15】図3の回路の充電時第3モードを示す回路図である。

【符号の説明】

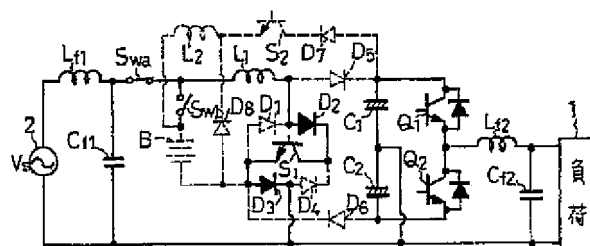
S1 昇圧用スイッチ

C1、C2 第1及び第2のコンデンサ

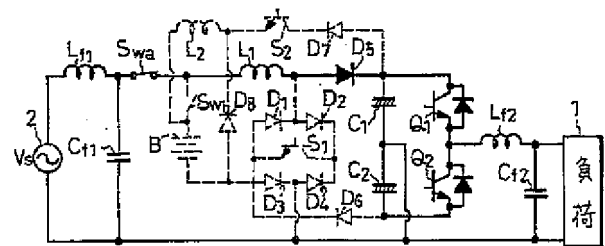
L1 昇圧用リアクトル

B 蓄電池

【図7】

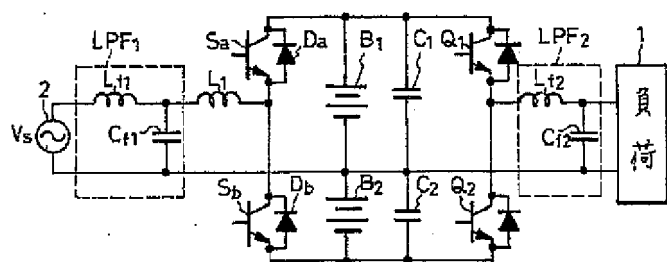


【図8】

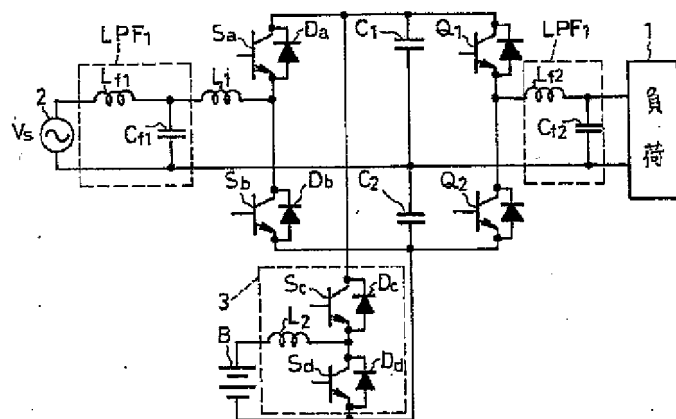




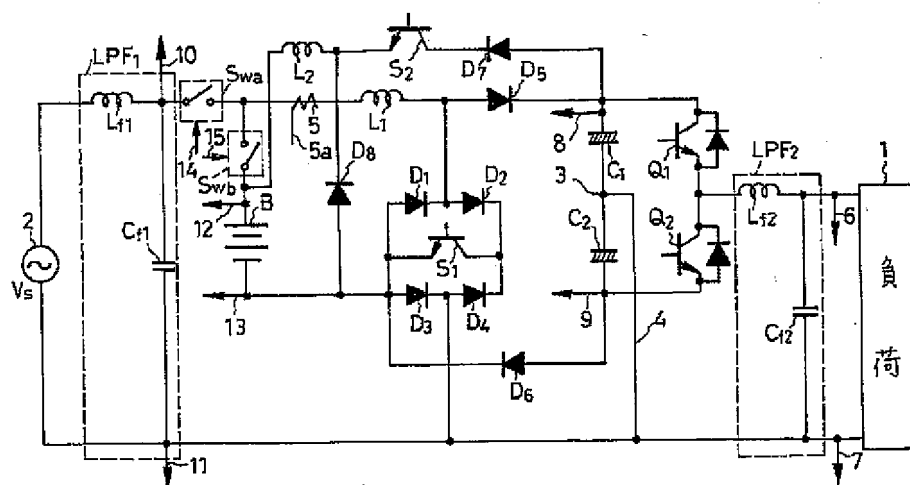
【图 1】



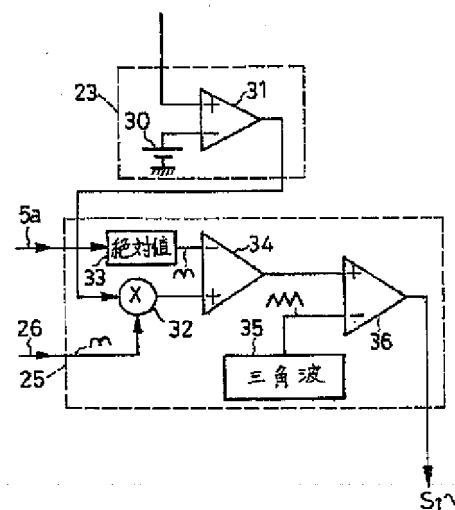
【图2】



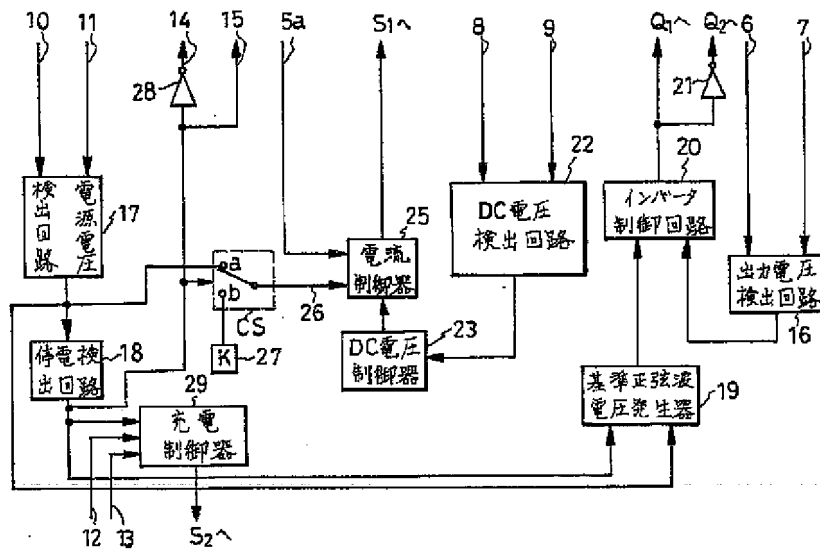
【図 3】



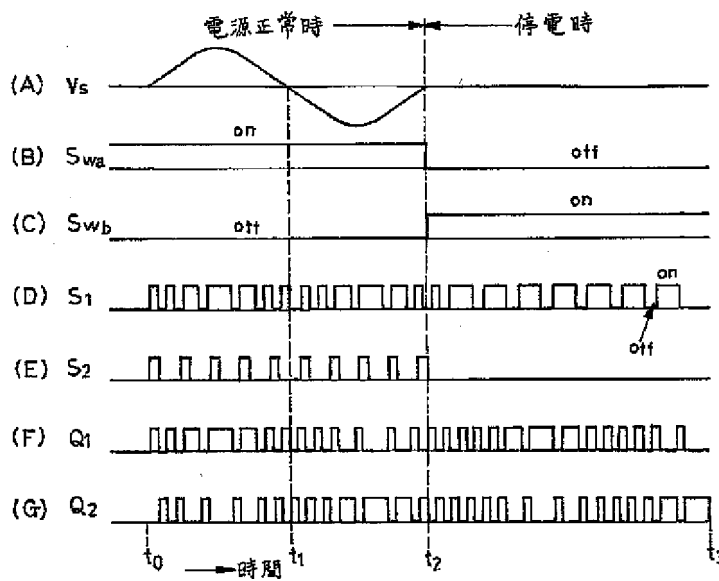
【図5】



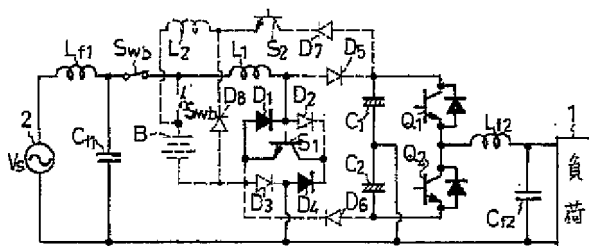
【図4】



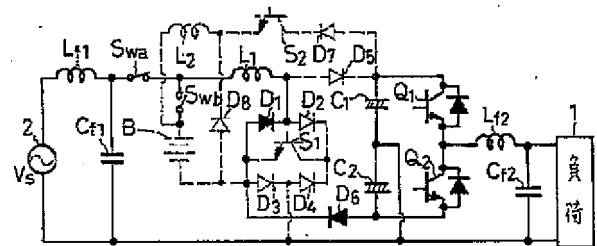
【図6】



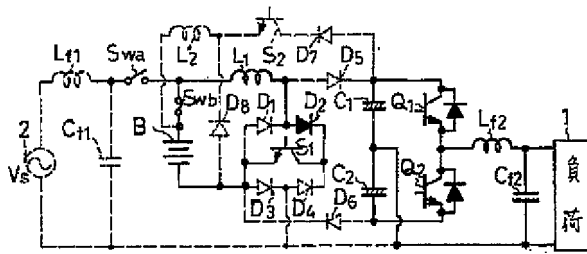
【図9】



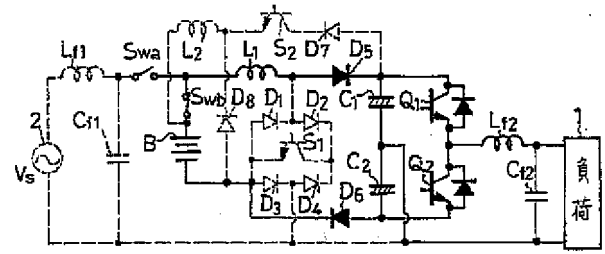
【図10】



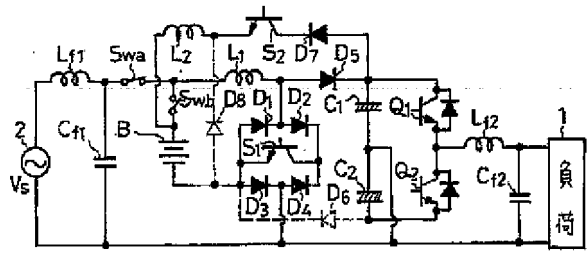
【图 1 1】



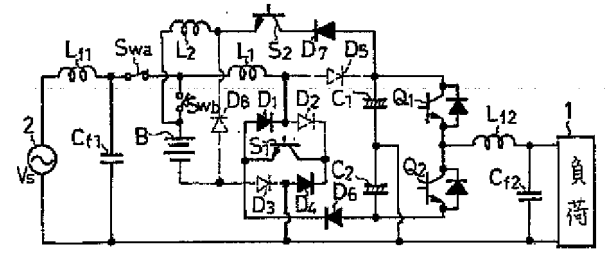
【图 1 2】



【图 1 3】



【图 1 4】



【图 1 5】

